

12

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

21 Numéro de dépôt: 80400101.4

51 Int. Cl.³: **G 01 S 13/68**
 G 01 S 13/44, G 01 S 7/34

22 Date de dépôt: 22.01.80

30 Priorité: 13.02.79 FR 7903640

43 Date de publication de la demande:
 20.08.80 Bulletin 80 17

64 Etats Contractants Désignés:
 BE CH DE GB IT NL SE

71 Demandeur: "THOMSON-CSF" - SCPI
 173, Boulevard Haussmann
 F-75360 Paris Cedex 08(FR)

72 Inventeur: Carre, Roland
 "THOMSON-CSF" - SCPI 173, bld Haussmann
 F-75360 Paris Cedex 08(FR)

72 Inventeur: Doriath, Georges
 "THOMSON-CSF" - SCPI 173, bld Haussmann
 F-75360 Paris Cedex 08(FR)

74 Mandataire: Eisenbeth, Jacques Pierre et al,
 "THOMSON-CSF" - SCPI 173, bld Haussmann
 F-75360 Paris Cedex 08(FR)

54 Dispositif de filtrage dynamique non linéaire du bruit de mesure angulaire dans un radar, et système radar le comportant.

57 Dispositif permettant un filtrage du bruit de scintillation dû au mouvement et à la géométrie de la cible dans un équipement radar, rejetant le niveau de ce type de bruit en-dessous de celui des autres sources de bruit.

Le dispositif comporte un circuit (14) recevant les signaux somme Σ (63) et ϵq d'écart en quadrature (65) et calculant $\Sigma^n \times (S - (\epsilon q))$, n étant prédéterminé, et un circuit (15) calculant $P(t) = C \cdot \Sigma^n \times (S - (\epsilon q))$, c étant défini par les corrélations entre Σ et ϵq . Cette fonction $P(t)$ permet de calculer le signal de commande de gain $K(t)$ appliqué à deux étages (18, 19) du filtre dynamique non linéaire (17) filtrant la mesure ϵ (64) d'écartométrie.

Ce dispositif est applicable aux radars et sonars et plus particulièrement à ceux effectuant des mesures d'écartométrie.

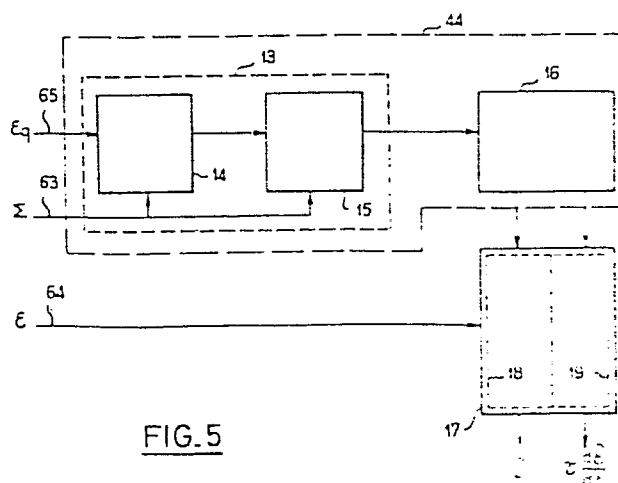


FIG.5

DISPOSITIF DE FILTRAGE DYNAMIQUE NON LINEAIRE DU BRUIT
DE MESURE ANGULAIRE DANS UN RADAR, ET SYSTEME RADAR LE
COMPORTANT.

La présente invention concerne un dispositif de
filtrage dynamique non linéaire de bruit de mesure
de la position angulaire d'une cible dans un radar.
Elle s'applique également à des systèmes radar et sonar
5 comportant un tel dispositif.

Les procédés de mesures angulaires de la position
d'une cible par un Radar encore appelés mesure d'"écar-
tométrie" ou procédé "monopulse" sont basés sur la
comparaison de deux ou plusieurs diagrammes d'antenne
10 différents pointés sur la même cible. Il peut y avoir
une ou plusieurs mesures, par exemple en site et en
gisement.

Les mesures angulaires sont calculées à partir
de l'amplitude d'un signal électrique qui est repré-
15 sentative de la mesure. Les mesures angulaires sont
affectées de bruit notamment d'un bruit de scintillation
provenant d'une part des mouvements de la cible par
rapport au Radar et de la géométrie de la cible d'autre
part. Ce bruit limite les performances des systèmes
20 Radar et notamment des systèmes de poursuite automati-
que.

Un système radar comportant des moyens de mesure
angulaire ou d'écart angulaire présente au moins deux
diagrammes d'antenne à la réception. Ils sont exploités
25 dans au moins deux voies de réception désignées couram-
ment par la voie "somme" délivrant un signal "somme"
 Σ et la voie "différence" délivrant un signal

"différence" Δ (ou 2 signaux ΔS et ΔG si les mesures sont faites en site et en gisement par exemple). Les moyens de calcul des mesures angulaires effectuent généralement le quotient des signaux Δ et Σ . Le

5 quotient noté $\mathcal{E}$ est une mesure de l'angle de dépointage de la cible détectée, par rapport à l'axe des deux diagrammes d'antenne. Le filtrage des bruits de mesure angulaire peut être réalisé au moyen de simples filtres linéaires ou non linéaires. Le filtrage liné-

10 aire a l'inconvénient d'introduire dans le cas du filtrage des écartométries radars des retards importants sur les mesures. Ces retards sont alors cause d'erreurs dynamiques sur la mesure de la position relative de la, ou des cibles détectées. Le filtrage

15 non linéaire a apporté des améliorations qui dans certains cas se sont avérées insuffisantes. Un dispositif de filtrage non linéaire a fait l'objet d'un dépôt de brevet n° 77/19617 au nom de la demanderesse et utilise les liens dits de corrélation existants

20 entre la qualité de la mesure du signal d'écart $\mathcal{E}$ donnant les erreurs sur la mesure angulaire en fonction du temps et les signaux ξ et ξq , ξq étant la composante en quadrature avec le signal ξ . Cependant le taux résiduel de bruit de mesure angulaire

25 et le retard de la mesure restent non négligeables. Il en résulte donc une efficacité réduite de ces filtres dans les systèmes de poursuite automatique lorsque l'on est en présence de cibles à évolution rapide, la géométrie de la cible pouvant varier rapi-

30 dement compte tenu du mouvement de cette dernière.

La présente invention vise à résoudre ces problèmes. Suivant l'invention des moyens de filtrage

dynamique non linéaire à plusieurs étages recevant les signaux d'écartométrie et dont l'unique commande de gain pour tous les étages est couplée à des moyens de calcul utilisant les liens de corrélation entre

5 les signaux des voies Σ et ϵ_q et permettant d'annuler le gain si les mesures d'écartométrie ϵ sont reconnues mauvaises à partir des liens entre Σ et ϵ_q délivrent la mesure d'écartométrie ϵ sans retard appréciable par rapport à la mesure vraie avec

10 un bruit résiduel de mesure angulaire inférieur à celui issu d'autres sources perturbatrices, et l'estimation de la dérivée de la mesure permettant de compenser des retards additionnels provenant d'éléments étrangers à l'invention qui peuvent limiter les performances des

15 systèmes dans lesquels l'invention est incorporée.

Un avantage de la présente invention réside dans le taux de bruit particulièrement faible des mesures d'écartométrie, inférieur aux taux d'autres sources de bruit, et dans la possibilité de disposer d'une

20 estimation de la dérivée de la mesure permettant ainsi de compenser tous les retards additionnels du système Radar dans un calculateur extérieur auxiliaire qui ne sera pas décrit comme faisant partie de la présente invention et calculant la position vraie instantanée

25 de la cible par un calcul au premier ordre.

D'autres avantages et caractéristiques de la présente invention ressortiront de la description qui suit donnée à l'aide des figures qui représentent :

- la figure 1, un exemple de réalisation d'un

30 système de mesure d'écartométrie Radar utilisant un filtre linéaire

- la figure 2, un exemple de réalisation d'un

système de mesure d'écartométrie Radar délivrant les signaux Σ , $\mathcal{E}$ et $\mathcal{E}_q$

- la figure 3, un exemple de calcul du lien entre les voies Σ et $\mathcal{E}_q$ et son application à la sélection
5 des mesures d'écartométrie $\mathcal{E}$ par le calcul de la fonction du poids statistique $P(t)$ des mesures d'écartométrie.

- la figure 4 un exemple de filtre dynamique non linéaire du second ordre adapté à l'invention.

10 - la figure 5, un bloc diagramme des circuits de calcul de la fonction $P(t)$, l'élaboration du signal de commande de gain $K(t)$ et son application à un filtre non linéaire du second ordre selon la figure 4 dans un système de mesure d'écartométrie Radar

15 - la figure 6, un bloc diagramme d'une réalisation détaillée de l'invention par un filtre du second ordre dans l'exemple de la figure 5.

- la figure 7, un exemple de système Radar de poursuite utilisant la présente invention

20 - la figure 8, un exemple de système Radar multifréquence utilisant la présente invention.

Un radar qui effectue une mesure d'écartométrie, c'est-à-dire une mesure angulaire donnant l'angle de dépointage entre l'axe de son antenne et la direction
25 d'une cible, possède deux diagrammes d'antenne à la réception. Ces deux diagrammes sont produits par une antenne du type monopulse par exemple. Le récepteur comporte alors deux voies de réception, désignées couramment, l'une par voie somme, délivrant un signal
30 Σ et l'autre par voie différence, délivrant un signal différence Δ . Les deux voies de réception sont connectées à des moyens d'élaboration des mesures angulaires,

lesquelles mesures sont exploitées dans le reste du système d'une manière appropriée. Le cas d'un radar ne délivrant qu'une seule mesure d'écartométrie est pris comme exemple pour simplifier.

5 Naturellement l'invention s'applique aussi aux radars effectuant plusieurs mesures angulaires.

Le calcul de la mesure de l'écart angulaire effectue le quotient des signaux Δ et Σ . En fait pour obtenir le signe de l'angle de dépointage, les
10 moyens de mesure effectuent l'opération suivante :

$$\xi = \frac{|\Delta|}{|\Sigma|} \cos (\varphi_{\Sigma} - \varphi_{\Delta}) \text{ (relation 1)}$$

où ξ est la mesure de l'écart angulaire avec son signe

$|\Delta|$ est le module du signal différence

15 $|\Sigma|$ est le module du signal somme

φ_{Σ} et φ_{Δ} sont les phases respectives des signaux somme Σ et différence Δ . Cette opération peut être réalisée de plusieurs façons connues. Un exemple type est représenté sur la figure 1.

20 Sur la figure 1 une antenne 1, du type monopulse par exemple délivre des signaux représentatifs de deux diagrammes de rayonnement sur les voies somme Σ et différence Δ . Des circuits de changement de fréquence 2 et 3 appliquent les signaux Σ et Δ à deux
25 amplificateurs à gain variable 4 et 5, ayant des entrées de commande de gain 60 et 61 respectivement. Les gains des amplificateurs sont commandés par une boucle de commande automatique de gain à partir du signal somme Σ . Cette boucle comprend de la sortie
30 de l'amplificateur 4 à l'entrée de la commande de

gain 60, un circuit détecteur 6, un soustracteur 9 recevant un signal de référence depuis une borne 62, et un amplificateur de boucle 8. Le signal de mesure de l'écart angulaire ϵ est obtenu à la sortie d'un détecteur amplitude-phase 7 alimenté par les amplificateurs 4 et 5 et est disponible à une borne 64. Dans un filtrage classique un filtre linéaire 10 est connecté à cette borne 64 et délivre la mesure d'écartométrie filtrée, avec les inconvénients de bruit résiduel non négligeable et de retard de mesure faussant la détermination de la position de la cible mobile à l'instant de mesure.

Pour remédier à ces inconvénients l'art antérieur utilise une voie de sortie supplémentaire délivrant un signal ϵ_q en quadrature avec ϵ . Un exemple de génération de ce signal ϵ_q est représenté sur la figure 2 qui outre les éléments décrits dans la figure 1, comporte un déphaseur 11 de $\frac{\pi}{2}$ dont l'entrée est connectée à la sortie de l'amplificateur limiteur 4 et la sortie à un détecteur amplitude phase 12 recevant d'autre part la sortie de l'amplificateur limiteur 5. Ce détecteur amplitude phase 12 délivre sur une borne 65 le signal ϵ_q . D'autre part le signal somme ϵ est disponible sur une borne 63 connectée à la sortie de l'amplificateur de boucle 8.

La mesure effectuée serait parfaite si la cible détectée par le radar était ponctuelle.

En réalité plusieurs points de la cible réfléchissent les ondes en direction du radar. Ces points situés à des distances différentes produisent des échos qui se superposent dans la cellule de résolution du radar avec des déphasages relatifs provenant des différences de distance. Ce phénomène est la cause d'erreurs dans la mesure de l'écart angulaire, ϵ . Ces erreurs sont fluctu-

antes à cause des mouvements de la cible. Ce phénomène appelé couramment scintillation est connu sous l'appellation anglosaxonne de "glint".

En fait, une cible complexe tel qu'un avion ou un missile, par exemple, peut être assimilée à quelques points principaux réfléchissants prépondérants, auxquels se superposent des réflexions diffusées à bas niveau. L'étude des fluctuations d'amplitude du signal somme a permis de montrer que les erreurs de mesure angulaire sont en relation étroite avec ces fluctuations. De même l'étude des fluctuations du signal $\mathcal{E}_q$ d'écartométrie en quadrature a montré que les erreurs de mesure sont aussi liées à ces fluctuations.

Le signal $\mathcal{E}_q$ est obtenu par l'opération

$$\mathcal{E}_q = \frac{|\Delta|}{|\Sigma|} \sin(\varphi_\Sigma - \varphi_\Delta) \quad (\text{relation 2})$$

et il ne contient pas la mesure du dépointage de la cible. Sa valeur efficace est liée à l'envergure angulaire de la cible.

Le dispositif suivant l'invention met à profit les liens de corrélation apparaissant pendant les fluctuations des signaux Σ et $\mathcal{E}_q$ pour en déduire la fonction de pondération $p(t)$ de la mesure et ainsi amplifier les bonnes mesures et d'annuler les autres. La logique de sélection des mesures d'écart angulaire $\mathcal{E}$ est basée sur les principes suivants :

- les mesures ont une forte probabilité d'être significatives lorsque l'amplitude de Σ passe par un maximum local.

- les mesures ont une forte probabilité d'être non significatives lorsque l'amplitude de Σ passe par un minimum local.

- les mesures sont soit très bonnes, soit très mauvaises au voisinage d'un passage par zéro du signal $\mathcal{E}_q$.

La figure 3 représente un exemple des signaux $\Sigma, \mathcal{E}$
 5 $\mathcal{E}_q$ et P en fonction du temps pour une cible donnée ayant une certaine envergure en supposant l'antenne légèrement dépointée par rapport à la cible. Les mesures correctes de l'écart angulaire $\mathcal{E}$ doivent donc être comprises entre les limites de la zone de largeur E représentative de
 10 l'envergure de la cible. La courbe Σ représente l'amplitude des signaux détectés dans la voie somme. La courbe $\mathcal{E}$ représente les mesures angulaires d'écartométrie obtenues, la courbe $\mathcal{E}_q$ représente ce que donne la voie supplémentaire "écartométrie en quadrature", et la courbe P, la fonction
 15 de pondération choisie compte tenu des liens de corrélation décrits plus haut et obtenue par la relation calculée en faisant :

$$P = (S - |\mathcal{E}_q|) \cdot \Sigma^n \cdot C \quad \text{si } \mathcal{E}_q < S \quad \text{et } P = 0 \quad \text{si } \mathcal{E}_q > S$$

dans laquelle S est une valeur de seuil constante prédé-
 20 terminée pour la fonction $\mathcal{E}_q$, n un nombre positif qui dans le cas de la figure 3 est fixé à titre d'exemple à la valeur unité et C un coefficient de valeur 0 ou 1. Le coefficient C (de valeur constante 0 ou 1) est déterminé par la comparaison entre la dernière valeur Σ_{mi} de Σ
 25 obtenue lorsque $\mathcal{E}_q$ devient supérieur au seuil S, et celle également de Σ , lorsque $\mathcal{E}_q$ redevient inférieur à S, soit Σ_k cette valeur :

$$\text{si } \Sigma_k < \Sigma_{mi} \quad C = 0$$

$$\text{si } \Sigma_k > \Sigma_{mi} \quad C = 1$$

30 La nécessité de cette dernière constante C provient du fait que pour que la mesure de l'écart $\mathcal{E}$ soit bonne

il faut que le signal Σ soit à un maximum local, donc si $\Sigma_k > \Sigma_{mi}$ cette condition est remplie de façon certaine.

Cette fonction $P(t)$ permet alors de ne donner un
5 poids statique différent de zéro que pour des intervalles de ϵ représentant des bonnes mesures comme le montre clairement la figure 3. Sur cette figure on constate que le signal Σ se trouve autour d'un maximum local et $|\epsilon_q| < S$ pour les intervalles de temps :

10 0 à t_1 , t_3 à t_4 , t_6 à t_7 , t_9 à t_{11}

donc d'après les critères de liens de corrélation cités plus haut seul ces intervalles de temps sont susceptibles de donner de bonnes valeurs de ϵ . Pendant l'intervalle t_9 à t_{11} , pour le signal Σ , la valeur de ce signal Σ
15 diminue en dessous de la valeur Σ_{m6} mise en mémoire comme étant la dernière valeur avant que $|\epsilon_q| > S$. D'après la définition de $P(t)$ la fonction de poids statistique commandant la valeur du gain des valeurs de mesure d'écart ϵ , l'intervalle t_{10} à t_{11} correspondant aux
20 valeurs de Σ plus petites que Σ_{m6} doit être nul. Cette restriction faite, sur la figure les valeurs de ϵ éliminées sont représentées en pointillés et la fonction $P(t)$ présente la forme montrée. La figure montre aussi le segment E correspondant à l'écart angulaire de la cible.

25 La présente invention utilise cette fonction $P(t)$ pour la commande du gain de filtres non linéaires du type filtres de Kalman.

Le principe de ces filtres a fait l'objet de plusieurs publications et on ne donnera ici qu'un exemple
30 de filtre de ce type à deux étages 18 et 19 adapté à la présente invention. Le filtre est représenté sur la figure 4.

Le 1er étage comporte un soustracteur 35 recevant d'une part la fonction $\mathcal{E}$ issue de la borne 64 et d'autre part la sortie d'un additionneur 40 reliée également à l'entrée d'un autre additionneur 38. La sortie du

5 soustracteur 35 est connectée à un circuit de multiplication 36 recevant également une commande extérieure de gain 70, et délivrant à sa sortie un signal appliqué à l'entrée de l'additionneur 38 et d'un circuit de multiplication 37

10 du second étage 19 recevant la seconde commande de gain sur sa borne 71. La sortie de l'additionneur 38 est connectée à un circuit de retard 39 et délivre directement la mesure d'écart angulaire filtrée $\hat{\mathcal{E}}$. La sortie du circuit de retard 39 est connectée à l'additionneur 40 qui reçoit la sortie d'un amplificateur 42, du deuxième étage 19,

15 la sortie de cet amplificateur étant également reliée à l'entrée d'un additionneur 41 de l'étage 19. Cet additionneur 41 reçoit la sortie du circuit de multiplication 37 et délivre à sa sortie un signal représentant l'estimée de la dérivée $\tau \frac{d\hat{\mathcal{E}}}{dt}$ (τ étant le retard des circuits 39 et

20 43) disponible sur une borne 73 et également appliqué à l'entrée d'un circuit de retard 43 dont la sortie est connectée à l'entrée de l'amplificateur 42, le circuit de multiplication 37, l'additionneur 41, le circuit de retard 43 et l'amplificateur 42 constituant le deuxième

25 étage 19.

Si $\mathcal{E}(t)$ est la mesure d'écartométrie non filtrée, le premier étage 18 de ce filtre délivre la mesure filtrée $\hat{\mathcal{E}}(t)$ en 72 en utilisant l'équation :

$$\hat{\mathcal{E}}(t) = (\mathcal{E}(t) - A(t)) \cdot K + A(t)$$

30 où K est le gain appliqué à la borne 70 du multiplicateur 36 et où $A(t)$ représente les valeurs prédites qui sont obtenues à partir des valeurs estimées à l'instant précé-

dent $(t - \tau)$ auxquelles on ajoute une anticipation calculée avec l'estimée de la dérivée. En fait le second étage 19 délivre directement le terme d'anticipation par l'amplificateur 42. On a alors pour celui-ci le calcul

5 suivant :

$$A(t) = \hat{\epsilon}(t - \tau) + \tau \cdot \frac{d\hat{\epsilon}(t - \tau)}{dt}$$

$\frac{d\hat{\epsilon}}{dt}$ représente l'estimée de la dérivée de la mesure d'écart

filtrée $\hat{\epsilon}(t)$ délivrée sur la borne 73.

Il faut remarquer que ces formules ici ne sont
10 valables que si K est également appliqué à la borne de commande de gain 71, créant ainsi un gain K^2 pour le second étage. Si cela n'est pas le cas la stabilité du filtre est affectée et il peut y avoir divergence du filtre. Ce point est important pour la réalisation de la
15 présente invention.

L'invention consiste donc en utilisant les liens de corrélation observés entre les fonctions Σ, ϵ_q , en l'élaboration de la fonction $P(t)$ précédemment décrite et en son utilisation comme commande unique de gain pour les
20 deux étages du filtre dynamique non linéaire. Ceci est montré dans la figure 5 qui comporte un circuit délaboration de la fonction $P(t)$ 13, comprenant lui même un circuit 14 recevant les signaux Σ et ϵ_q et délivrant un signal $\Sigma^n (S - |\epsilon_q|)$, ce signal étant appliqué ainsi
25 que le signal Σ , à un circuit 15 qui lui même délivre le signal de pondération $P(t) = \Sigma^n (S - |\epsilon_q|) C$. Le circuit 14 comprend également les valeurs n et S prédéterminées, et le circuit 15 effectue automatiquement le choix pour C de la valeur 0 ou 1.

Un circuit 16 recevant la sortie du circuit 15 calcule à partir de la fonction $P(t)$ la commande de gain $K(t)$ qui est appliquée simultanément aux deux étages 18, 19 du filtre dynamique non linéaire 17 recevant à son entrée le signal $\mathcal{E}$ issu de la borne 64 et délivrant à sa sortie le signal filtre $\hat{\mathcal{E}}$ en 72 fig. 4, et l'estimée de sa dérivée $\gamma \frac{d\hat{\mathcal{E}}}{dt}$ en 73 fig. 4. Des études expérimentales et

des calculs théoriques ont montrées que pour obtenir de bons résultats de filtrage et éviter une divergence du filtre la fonction $K(t)$ doit toujours être inférieure à 1 et que de plus le gain du second étage doit être égal à $(K(t))^m$ avec un fonctionnement optimal pour $m = 2$. Si le filtre comprend plus de deux étages le gain $K_i(t)$ du i ème étage du filtre doit être supérieur au gain $K_{i+1}(t)$ du $i + 1$ ème étage du filtre. Dans l'exemple donné à la figure 4, si le gain de l'étage 18 est $k(t)$ celui du second étage 19 est $(K(t))^2$ ce qui correspond au fonctionnement optimum.

Un exemple détaillé du bloc diagramme de la figure 5 est donné à la figure 6.

Le circuit 13 calculant la fonction $P(t)$ comporte un circuit redresseur 20 recevant sur son entrée le signal $\mathcal{E}_q$ issu de la borne 65, qui délivre à sa sortie le signal $|\mathcal{E}_q|$ transmis à un comparateur 24 et à un soustracteur 22. Ce comparateur et ce soustracteur reçoivent par ailleurs la valeur S prédéterminée 24. Un circuit 21 reçoit le signal Σ et effectue l'opération Σ^n , n étant prédéterminé dans ce circuit et choisi à titre d'exemple non limitatif égal aux valeurs 1 ou 2, la sortie de ce circuit est reliée à un multiplicateur 23 recevant par ailleurs la sortie du soustracteur 22. La sortie du multiplicateur 23 est reliée à un diviseur 34 par l'inter-

médiaire de deux interrupteurs en série 26 et 30. La sortie du comparateur 24 commande l'interrupteur 26 et une porte 27 recevant le signal Σ , la porte 27 ayant sa sortie connectée à l'entrée d'une mémoire 28. Le signal 5 et la sortie de la mémoire 28 sont appliqués aux entrées d'un comparateur 29 dont la sortie commande l'interrupteur 30. Le circuit de calcul de la commande de gain 16 comporte un additionneur 33 dont une première entrée est connectée à une entrée d'un diviseur 34, et dont la sortie 10 est connectée d'une part à une deuxième entrée du diviseur 34 et d'autre part à un circuit de retard 32. Le circuit de retard 32 est lui même connecté à la seconde entrée de l'additionneur 33 par l'intermédiaire d'un circuit amplificateur 31, de gain inférieur à 1. La sortie du 15 diviseur 34 est appliquée aux bornes de commande de gain 70 et 71 du filtre dynamique non linéaire 17, précédemment décrit, qui reçoit à son entrée 64 le signal ε et délivre sur sa sortie 72 le signal filtre $\hat{\varepsilon}$ et sur sa sortie 73 l'estimée de sa dérivée $\gamma \frac{d\hat{\varepsilon}}{dt}$.

20 Le principe de fonctionnement du circuit 13 est le suivant :

Le redresseur 20 délivre le signal $|\varepsilon_q|$, le soustrac-
 teur effectue $S - |\varepsilon_q|$, le circuit 21 calcule Σ^n et le
 circuit 23 multiplicateur délivre à sa sortie la fonction
 25 $\Sigma^n (S - |\varepsilon_q|)$. Le comparateur 24, si $|\varepsilon_q| > S$ commande
 l'ouverture de l'interrupteur 26 provoquant un signal nul
 sur la borne 80, ainsi que l'ouverture de la porte 27
 permettant la mise en mémoire de la valeur Σ_{mi} , du signal
 Σ au moment où $|\varepsilon_q|$ est devenue supérieure à S. De plus
 30 si $|\varepsilon_q| < S$, la porte 27 restant fermée le signal Σ est
 constamment comparé à la valeur Σ_{mi} du signal Σ stocké

dans la mémoire 28, lors du dernier passage de $|e_q|$ au
 dessus du seuil S. Si la valeur de la mémoire est supé-
 rieure à celle instantanée $\sum_k$ de la fonction $\sum$ un signal
 est délivré par le comparateur 29 provoquant l'ouverture
 5 de l'interrupteur 30 et donc la mise à zéro du signal
 sur la borne 80. On dispose ainsi sur cette borne 80 de
 la fonction $P(t)$ précédemment décrite.

Cette fonction $P(t)$ de pondération disponible sur
 la borne 80 est appliquée à un filtre récursif intégral-
 10 teur 16 à gain G_1 ($G_1 < 1$) fixe. La constante de temps
 obtenue est :

$$\tau_1 = \frac{\tau G_1}{1 - G_1}$$

où τ est le retard donné par le circuit 32 prévu à cet
 effet. Ce temps τ_1 va régler la bande passante moyenne
 15 du filtre dynamique non linéaire 17, cette bande passante
 sera donc fonction de la largeur du spectre des mesures
 vraies.

La fonction $K(t)$ est obtenue en faisant le quotient
 entre l'entrée et la sortie du filtre 16. En présence
 20 d'une mauvaise mesure, $P(t) = 0$ et le filtre 17 fonction-
 ne en mémoire. En présence d'une bonne mesure, $P(t) > 0$,
 la fonction $K(t)$ est dépendante de la qualité $P(t)$ de
 cette mesure, et de la qualité des mesures antérieures
 dans les limites temporelles imposées par la constante de
 25 temps τ_1 du filtre 16, par exemple si pendant une période
 supérieure à $3\tau_1$ aucune mesure n'a été retenue ($P(t) = 0$),
 à l'arrivée d'une bonne mesure, la fonction $K(t)$ prend
 une valeur proche de 1. Si cette bonne mesure succède
 à d'autres bonnes mesures ($P(t) > 0$), la fonction $K(t)$
 30 prend une valeur intermédiaire, $0 < K < 1$, fonction de la
 qualité des mesures antérieures comprises entre l'instant
 t de mesure et l'instant $t - 3\tau_1$.

Les mesures expérimentales ont montrées que la fonction $P(t)$ devrait s'annuler entre 30% et 50% du temps pour obtenir un bon compromis entre la nécessité de compenser rapidement le retard accumulé au début de la charge du filtre et la nécessité de limiter l'amplitude de suroscillation.

Un exemple d'utilisation de la présente invention est montrée sur la figure 7 qui représente le diagramme général d'un équipement radar plus particulièrement utilisé dans la poursuite automatique de cibles mobiles.

Il comporte un circuit récepteur 51 recevant les signaux d'une antenne 52 et délivrant sur quatre voies de sorties les signaux ϵ , ϵ_q , Σ et D correspondant respectivement aux bornes 64, 65, 63 et 93. Un circuit de commande d'orientation de l'antenne 48 réalisant la fonction de transfert $H(P) = 1 + \frac{1}{P \tau_a}$ où τ_a

est une constante de temps prédéterminée dans ce circuit, reçoit sur son entrée le signal d'écart ϵ issu de la borne 54 et est connecté à sa sortie à un circuit de servomécanisme 49 commandant l'orientation de l'antenne 52. Le signal d'écart ϵ issu de la borne 64, et la mesure de l'angle d'orientation issue du circuit 49 sont appliqués à un additionneur 47. Cet additionneur est connecté à sa sortie à un circuit de multiplication 46 recevant sur son autre entrée le signal D de mesure de distance de la cible, issue de la borne 93, qui est également connectée à une unité de calcul 45. La sortie de ce circuit de multiplication 46 est relié au filtre dynamique non linéaire du second ordre 17. Un circuit 44 comprenant un circuit 13 de calcul de la fonction $P(t)$ recevant les signaux ϵ_q et Σ issues respectivement des bornes 65 et 63, est connecté à un circuit 16 calculant $K(t)$ à partir de

P (t) comme il a été dit dans la figure 6, la sortie de ce circuit 16 délivre la commande K (t) de gain à chacun des deux étages 18 et 19 du filtre dynamique non linéaire 17 chacun de ces étages ayant sa sortie reliée à l'unité
 5 de calcul 45. Le fonctionnement du système de la figure 7 est le suivant : à partir de la mesure d'écart (fonction d'écartométrie) sur la borne 64 délivrée par le récepteur Radar 51, on commande le servomécanisme d'antenne pour effectuer le repointage, au travers du circuit 48
 10 qui transforme la fonction ϵ en $\epsilon + \frac{\epsilon}{P \tau_a}$ permettant par

cette opération de reconstituer l'angle θ_r de l'orientation de l'antenne. Cette mesure θ_r et celle de ϵ sont additionnées dans le circuit 47 de façon à obtenir
 $\theta_c = \theta_r + \epsilon$, θ_c étant l'angle d'orientation de la cible

15 par rapport à un repère fixe arbitraire. Cette mesure de θ_c est multipliée dans le circuit 46 par la mesure de la distance D, issue de la borne 93, à laquelle se trouve la cible, donnant ainsi l'écart transversal d d'évolution de la cible mobile. Cette mesure d est filtrée par le
 20 filtre dynamique non linéaire 17 commandé par le circuit de calcul du gain 44 recevant du récepteur 51 les signaux Σ et ϵ_q , l'edit filtre délivre alors à la sortie de son premier étage 18, $\hat{d}$, mesure filtrée de l'écart transversal et à la sortie de son second étage 19, $\hat{v}$ l'estimée de
 25 la vitesse transversale de la cible ces deux informations étant envoyées à l'unité de calcul 45, qui peut ainsi calculer la position vraie de la cible en effectuant une correction d'erreur dynamique à partir de $\hat{v}$.

L'avantage d'un tel dispositif est de connaître
 30 l'écart transversal d avec une plus grande précision du fait de la qualité du filtrage et d'autre part l'estimée

de la vitesse $\hat{v}$ permettant de compenser tout retard inhérent au système.

Une variante de l'exemple précédent utilisée dans les radars multifréquences est illustrée par la figure 8. Outre les éléments de la figure 7, à savoir, le circuit 13 délivrant le signal $P(t)$ et recevant sur ses deux entrées le signal ϵ_q issu de la borne 65 et le signal Σ issu de la borne 63, le circuit d'addition 47 recevant sur ses deux entrées le signal ϵ issu de la borne 64 et l'angle de pointage de l'antenne, θ_r , issu de la borne 92 et délivrant à sa sortie l'angle de la cible θ_c par rapport à un repère fixe, le circuit 16 délivrant le signal $K(t)$ au filtre 17 recevant le signal θ_c le dispositif comporte quatre interrupteurs 94, 95, 99 et 101, un comparateur 96 et deux mémoires 97 et 98. L'entrée de l'interrupteur 95 est reliée à la sortie du circuit 13 délivrant $P(t)$ et à la première entrée du comparateur 96. Le signal de sortie de ce comparateur commande les deux interrupteurs 94 et 95. La sortie de l'interrupteur 94 est connectée à l'entrée de la mémoire 98 dont la sortie est reliée à l'entrée de l'interrupteur 101. La sortie de l'interrupteur 99 est reliée au circuit 16 délivrant $K(t)$ et la sortie de l'interrupteur 101 est reliée à l'entrée du filtre non linéaire 17. Le fonctionnement de cette variante du dispositif selon l'invention est alors le suivant : pour chaque fréquence la valeur de $P(t)$ issue du circuit 13 est comparée à celle obtenue pour la fréquence précédente stockée dans la mémoire 97. Si la nouvelle valeur de $P(t)$ est supérieure à l'ancienne le comparateur 96 délivre un signal fermant les interrupteurs 94 et 95, permettant ainsi de remplacer dans la

mémoire 97 l'ancienne valeur de $P(t)$ par la nouvelle, et dans la mémoire 98 l'ancienne valeur de θ_c par la nouvelle. A la fin de chaque cycle de fréquence un signal est délivré par les circuits de détection

5 électromagnétique 51 commandant la fermeture des interrupteurs 99 et 101 permettant ainsi le transfert de la meilleure valeur de $P(t)$ au circuit 16 délivrant le signal $K(t)$ et la meilleure valeur de θ_c correspondante appliquée au filtre non linéaire

10 17. On pourra remarquer que tous les circuits décrits précédemment peuvent être réalisés soit en technique numérique soit en technique analogique, sans pour cela sortir du cadre de la présente invention. Dans la version numérique on admet seulement que des

15 circuits d'échantillonnage se trouvent respectivement aux sorties 90, 91, 92 et 93 du récepteur 51.

REVENDICATIONS

1. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire du bruit de mesure angulaire dans un radar plus particulièrement utilisé pour la poursuite de cible mobile et comportant au moins deux voies de réception
 - 5 issues des circuits de détection électromagnétique (51) délivrant respectivement un signal somme Σ (63) et un signal $\mathcal{E}_q$ (65) en quadrature avec le signal d'écart angulaire proprement dit $\mathcal{E}$ (64) élaboré à partir des signaux somme Σ et Δ différence délivrés
 - 10 par les circuits de détection, caractérisé en ce qu'il comporte un filtre non linéaire (17) à plusieurs étages et un moyen de calcul (44) d'une unique commande de gain commandé par les signaux Σ et $\mathcal{E}_q$ et appliquée à tous les étages dudit filtre, ce moyen de calcul
 - 15 de la commande de gain (44) comportant un circuit (13) recevant les signaux $\mathcal{E}_q$ et Σ respectivement issus des bornes (65) et (63) et calculant la fonction $p(t)$ définie par l'équation $P(t) = \sum^n x(S - |\mathcal{E}_q|)^n$, n étant un nombre prédéterminé, ladite fonction $P(t)$
 - 20 étant appliquée à l'entrée d'un circuit 16, calculant $K(t)$ le rapport de la somme des valeurs pondérées antérieures de $P(t)$ à la valeur actuelle de $P(t)$, la sortie de ce circuit étant appliquée aux deux étages (18) et (19) du filtre non linéaire (17).
2. Dispositif de filtrage non linéaire selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit (13) de calcul de la fonction $P(t)$ comporte un circuit
 - (14) recevant sur ses entrées les signaux Σ et $\mathcal{E}_q$ issues respectivement des bornes (63) et (65), calculant $\sum^n x(S - |\mathcal{E}_q|)$ ce signal étant appliqué à
 - 30 l'entrée d'un circuit (15) recevant par ailleurs le

20

signal $\sum$ issu de la borne (63) ce circuit calculant la relation $P(t) = c \times \sum^n \times (S - |\epsilon q|)$, c étant une constante dépendante des liens de corrélation entre $\sum$ et ϵq et délivrant le signal correspondant au
 5 circuit (16) de calcul de $K(t)$.

3. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 2, caractérisé en ce que le circuit (14) calculant $\sum^n \cdot (S - |\epsilon q|)$ comporte un moyen redresseur (20) délivrant le signal $|\epsilon q|$ un
 10 moyen (22) calculant la différence $S - |\epsilon q|$, S étant une fonction constante prédéterminée (25), un moyen effectuant les multiplications (21) $\sum^n$, n étant un nombre positif prédéterminé, et un moyen de multiplication (23) délivrant la fonction $P(t) = \sum^n \times (S - |\epsilon q|)$
 15 représentant le poids statistique appliqué des mesures d'écartométrie ϵ .

4. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 2, caractérisé en ce que le circuit (15) calculant $P(t) = C \times \sum^n (S - |\epsilon q|)$
 20 comporte en outre un moyen de comparaison (24) recevant sur ses entrées les signaux S (25) et $|\epsilon q|$ et délivrant un signal, si $|\epsilon q| > S$, commandant d'une part un premier moyen (26) de mise à zéro du gain du filtre et d'autre part un moyen de mémorisation (28, 27) du
 25 signal $\sum$, un moyen de comparaison (29) recevant le signal $\sum$ et le contenu du moyen de mémorisation, délivrant un signal commandant un second moyen de mise à zéro (30) du gain du filtre si le signal $\sum$ est inférieur au contenu du moyen de mémorisation (28).

30 5. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit (16) de calcul du signal $K(t)$ comporte un circuit sommateur (33) recevant sur l'une de ses entrées la fonction $P(t)$ (80) et sur l'autre la sortie d'un

circuit d'amplification à gain fixe (31) inférieur à 1, un circuit de retard (32) recevant la sortie du circuit sommateur (33) et connecté à sa sortie à l'amplificateur à gain fixe (31), un circuit diviseur (34) recevant sur ses entrées la fonction $P(t)$ et la sortie du circuit sommateur (33), et dont la sortie délivrant la fonction de gain filtrée $K(t)$ est directement connectée aux commandes de gain (70, 71) des différents étages du filtre non linéaire (17).

10 6. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 1, caractérisé en ce que le gain de chaque étage du filtre non linéaire est inférieur à 1.

15 7. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 6, caractérisé en ce que le gain du n ème étage est supérieur au gain du $n + 1$ ème étage du filtre non linéaire.

20 8. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon l'une des revendications 6 ou 7 caractérisé en ce que le n ème étage du filtre non linéaire a pour gain $(K(t))^n$, $K(t)$ étant la fonction dépendante du temps représentant le gain du premier étage du filtre.

25 9. Dispositif de filtrage dynamique non linéaire selon la revendication 3 caractérisé en ce que le signal S est réglé de telle manière que la fonction $P(t)$ soit nulle la moitié du temps.

30 10. Dispositif radar plus particulièrement utilisé dans les mesures d'écartométrie des cibles mobiles et comportant en outre un dispositif de filtrage dynamique non linéaire (17) selon l'une quelconque des revendications 1 à 9 caractérisé en ce qu'il comporte un circuit (47) effectuant l'addition du signal d'écarto-

métrie $\mathcal{E}$ à la sortie du récepteur (51) avec l'angle de dépointage θ_r de l'antenne issu du circuit de servomécanisme d'antenne (49), contrôlé par le signal d'écartométrie par l'intermédiaire du circuit (48)

5 d'évaluation de θ_r , de façon à obtenir l'angle θ_c de la cible, $\theta_c = \theta_r + \mathcal{E}$ par rapport à un repère prédéterminé, un circuit multiplicateur (46) recevant d'une part la sortie du circuit d'addition (47) et la mesure D (93) de la distance à laquelle se trouve

10 la cible issue du récepteur (51), ledit circuit de multiplication (46), délivrant à sa sortie la mesure de l'écart transversal $d = D \times \theta_c$ qui est appliqué au filtre dynamique non linéaire (17) délivrant la mesure filtrée $\hat{d}$ et l'estimée de la vitesse trans-

15 versale $\hat{v}$.

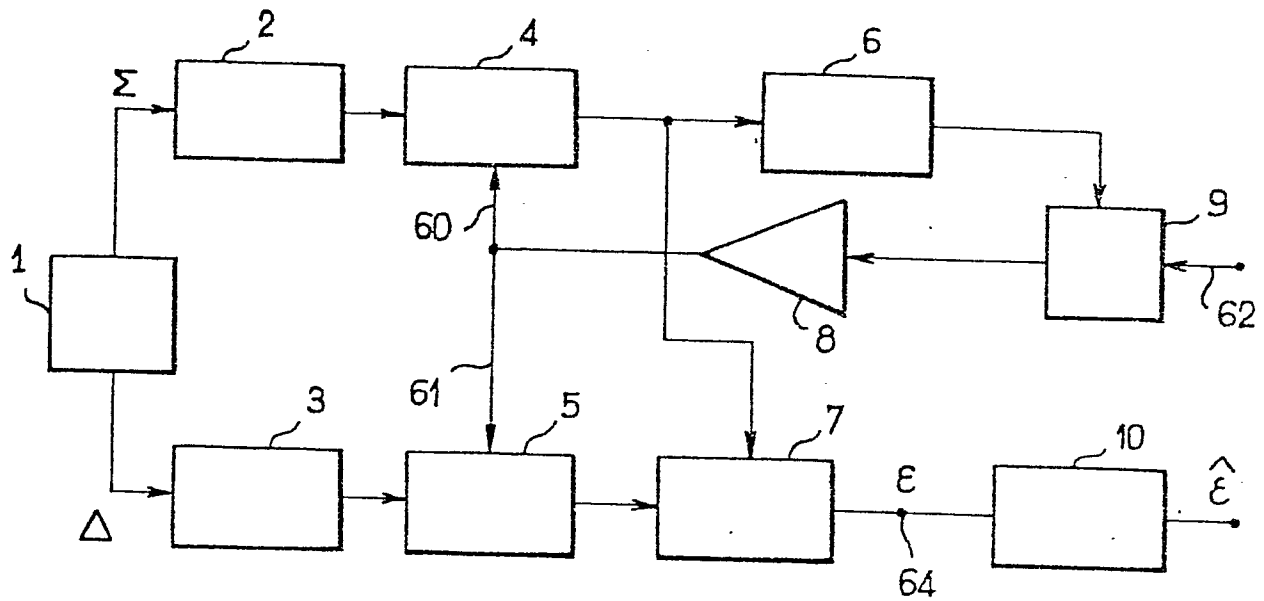
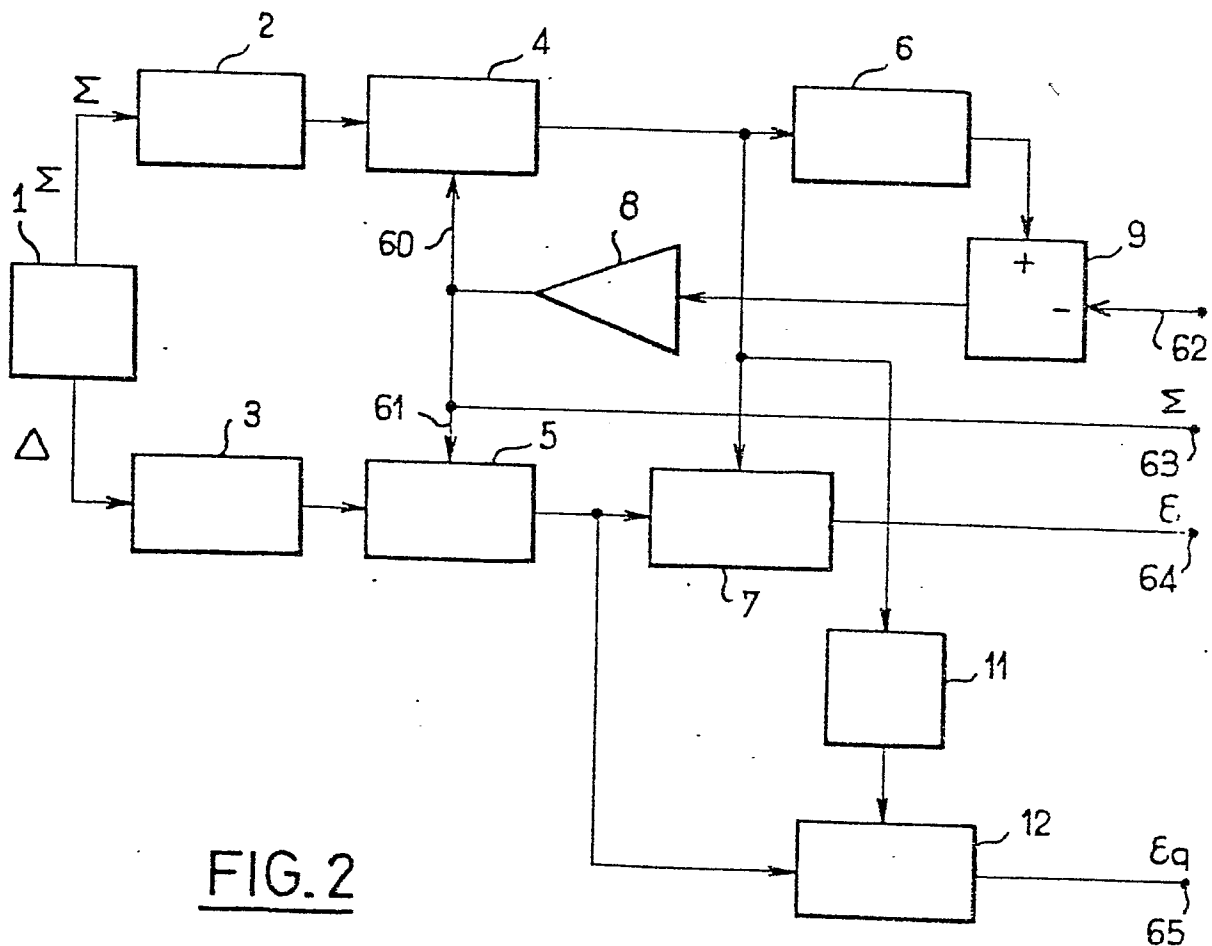
11. Dispositif radar plus particulièrement utilisé dans les mesures d'écartométrie des cibles mobiles et comportant pour une version multifréquence un dispositif de filtrage dynamique non linéaire (17)

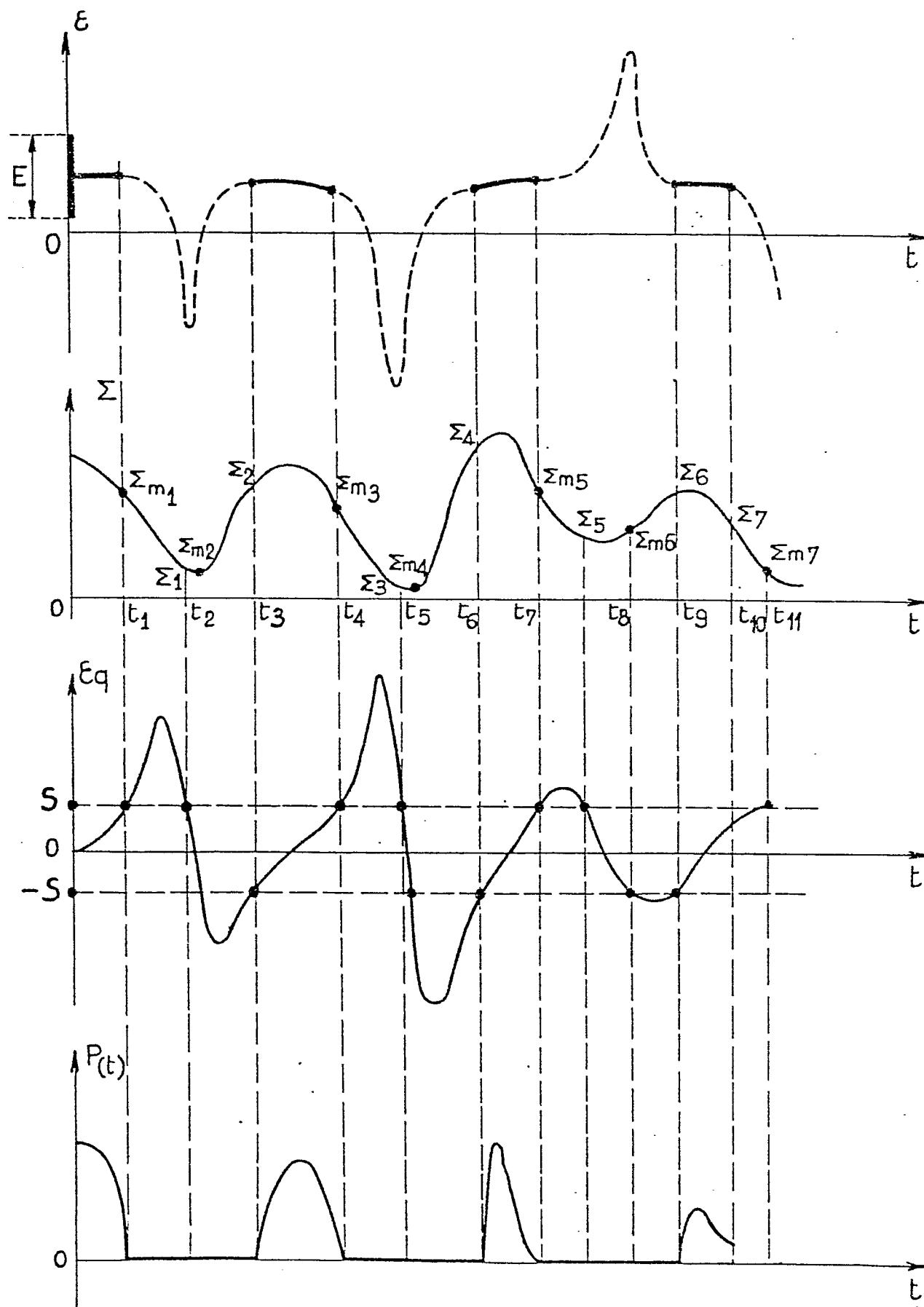
20 selon l'une quelconque des revendications 1 à 9 caractérisé en ce qu'il comporte en outre un interrupteur (95) dont l'entrée est reliée à la sortie du circuit (13) délivrant le signal P (t) et à la première entrée d'un comparateur (96) dont la sortie

25 commande la fermeture de deux interrupteurs (94) et (95) l'interrupteur (95) recevant la sortie de l'additionneur (47), une mémoire (97) dont l'entrée est connectée à la sortie de l'interrupteur (95) et la sortie à l'entrée d'un interrupteur (99) et à la

30 seconde entrée du comparateur (96), une mémoire (98) dont l'entrée est reliée à l'interrupteur (94) et la sortie à l'entrée d'un interrupteur (101), les deux interrupteurs (99) et (101) étant commandés par un

signal issu de la borne (100) reliée au circuit de
détection électromagnétique (51), l'interrupteur (99)
ayant sa sortie connectée au circuit (16) délivrant
le signal $K(t)$ et l'interrupteur (101) ayant sa
5 sortie reliée à l'entrée du filtre non linéaire (17).

FIG. 1FIG. 2

FIG.3

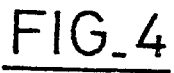
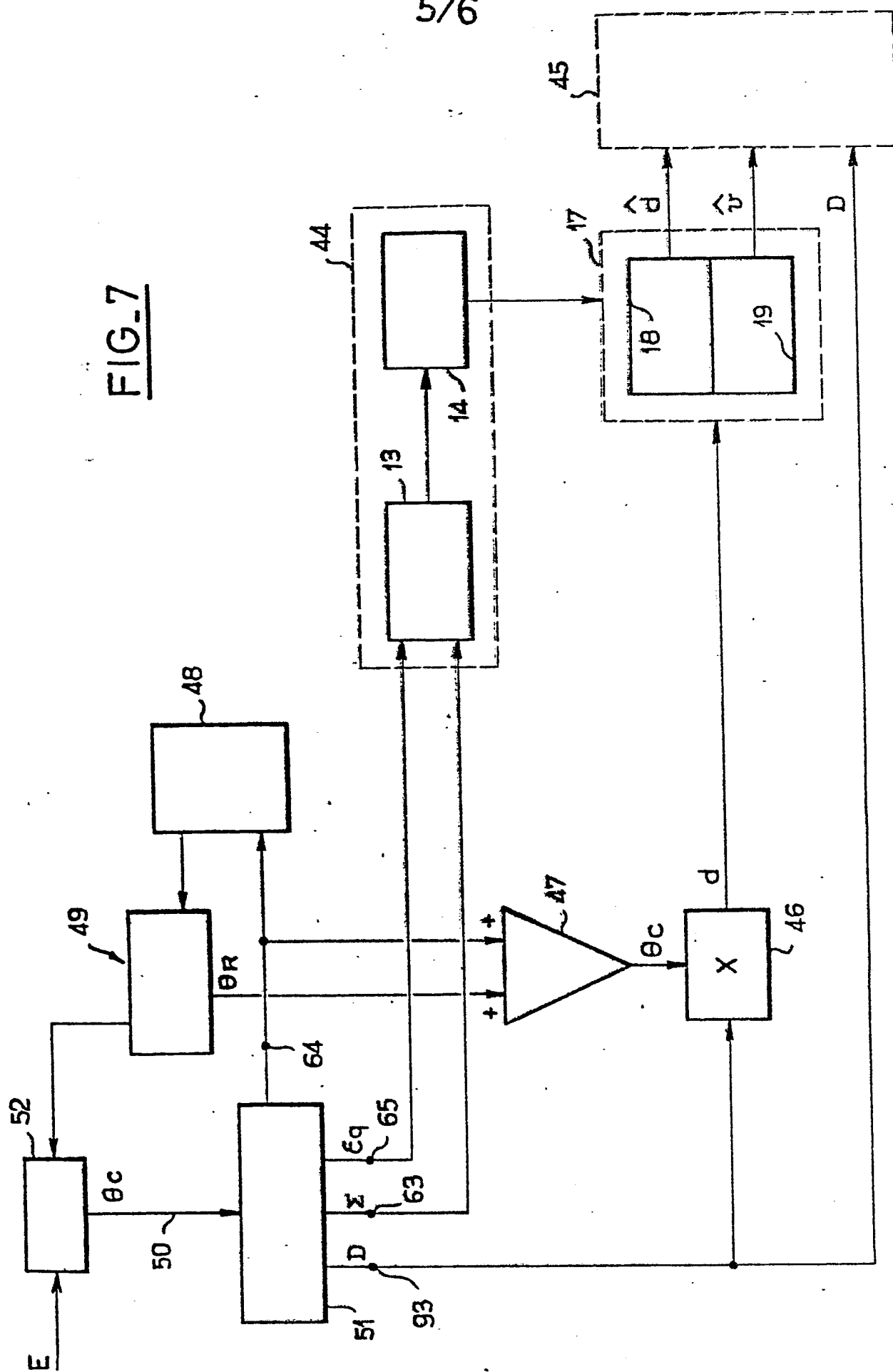




FIG. 7



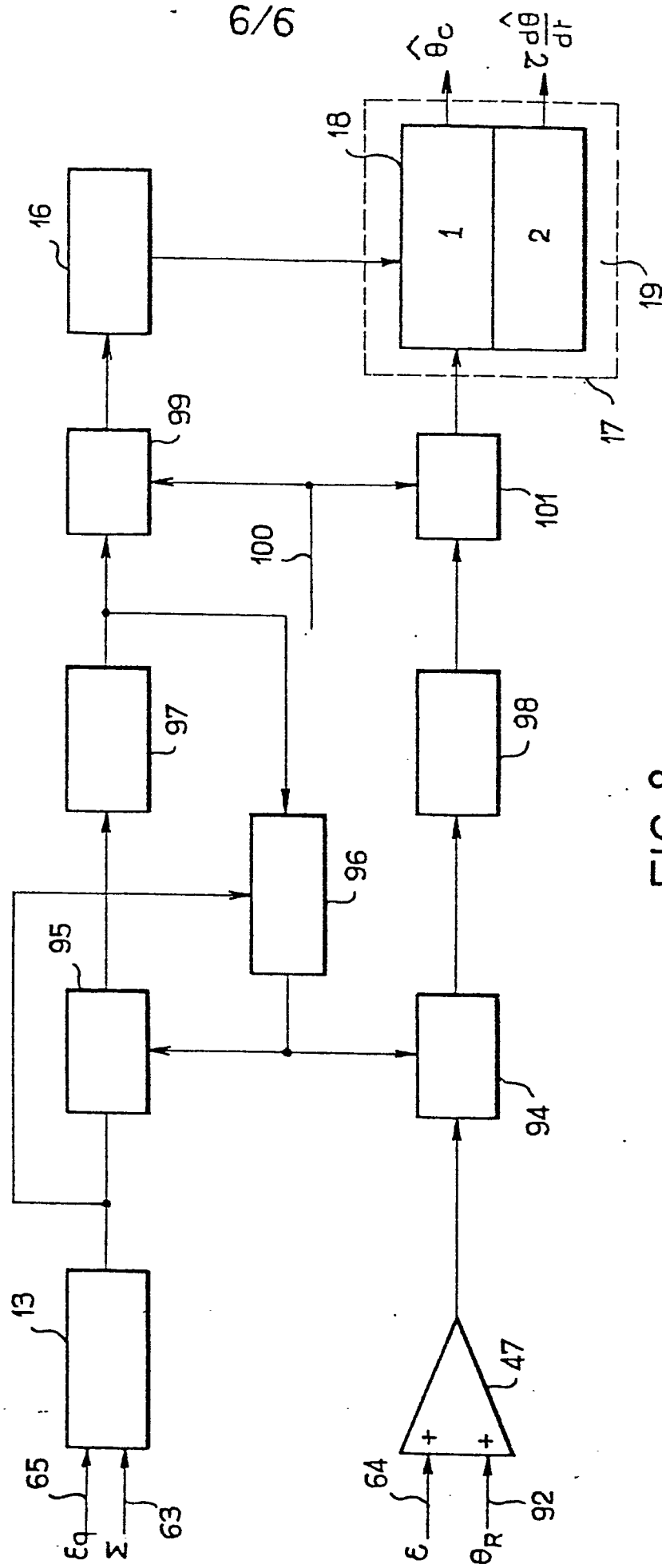


FIG. 8



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

0014619

Numéro de la demande
EP 80 40 0101

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl. 3)
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
	US - A - 3 599 208 (R.P. NELSON) * De colonne 2, ligne 59 - colonne 3, ligne 47; de colonne 4, ligne 50 - colonne 6, ligne 17; figure 1 * --	1	G 01 S 13/68 13/44 7/34
	US - A - 3 890 617 (J.A. MOULTON) * De colonne 2, ligne 43 - colonne 3, ligne 11; de colonne 3, ligne 49 - colonne 5, ligne 62; colonne 6, lignes 34-55; figures 1-3 et 6 * --	1	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. 3)
	IEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON RADAR PRESENT AND FUTURE, 23-25 octobre 1973, IEE Conference publication no. 105, Londres GB TH. KRONHAMN: "An application of Kalman filtering to target tracking", pages 360-365. * De page 360, ligne 31 - page 361, dernière ligne; figure 3 * --	1	G 01 S 7/28 7/34 7/46 13/44 13/66 13/68
	PROCEEDINGS OF THE IEEE 1978 NATIONAL AEROSPACE AND ELECTRONICS CONFERENCE (NAECON 77), DAYTON, 16-18 mai 1978, vol. 1 New York US H.L. JONES et al. : "Comparisons of high anti-jam design tech- niques for GPS receivers", pages 39-46. * Page 42, le paragraphe 4; page 43, le paragraphe 4.2 * -- ./.	1	CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES
			X: particulièrement pertinent A: arrière-plan technologique O: divulgation non-écrite P: document intercalaire T: théorie ou principe à la base de l'invention E: demande faisant interference D: document cité dans la demande L: document cité pour d'autres raisons
			&: membre de la même famille, document correspondant
X Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye	Date d'achèvement de la recherche 20-05-1980	Examineur VAN WEEL	



RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

0014619

Numéro de la demande

EP 80 40 0101

-2-

OEB Form 1503.2 06.78